

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2012-23898

(P2012-23898A)

(43) 公開日 平成24年2月2日(2012.2.2)

(51) Int. Cl. F 1 テーマコード(参考)  
**HO2M 7/48 (2007.01)** HO2M 7/48 E 5H007

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 9 頁)

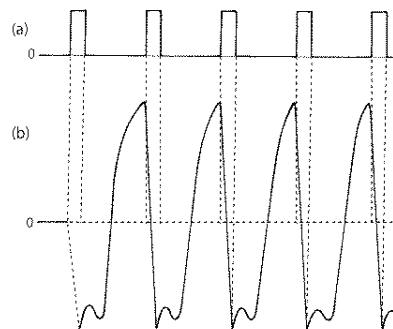
<p>(21) 出願番号 特願2010-160821 (P2010-160821)</p> <p>(22) 出願日 平成22年7月15日 (2010.7.15)</p>	<p>(71) 出願人 510195559                  井出 治                  東京都港区三田三丁目4番21号 三田朝日ビル 601号</p> <p>(74) 代理人 110000626                  特許業務法人 英知国際特許事務所</p> <p>(72) 発明者 井出 治                  東京都港区三田三丁目4番21号 三田朝日ビル 601号</p> <p>Fターム(参考) 5H007 AA06 CA02 CC32 DB01</p>
--	--

(54) 【発明の名称】 インバータ駆動方式

(57) 【要約】

【課題】 効率の良いインバータ駆動方式を提供する。  
 【解決手段】 トランスの一次側駆動パルスとして、パルス幅がごく短いパルスを供給すると共に、その一次側駆動パルスの時間間隔を縮めることによって、過渡現象によるトランスの二次側の出力電圧を、入力電源電圧を一定に保ったまま、数倍に大きくすることができる。

【選択図】 図5



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

トランスを有する発振回路を用いたインバータを駆動するインバータ駆動方式であって

、  
入力波形が飽和するよりも短い期間のパルス状の一次側電流を、トランスに供給することを特徴とするインバータ駆動方式。

## 【請求項 2】

前記トランスに供給するパルス状の一次側電流を、間欠的に供給することを特徴とする請求項 1 記載のインバータ駆動方式。

## 【請求項 3】

10

前記トランスに供給するパルス状の一次側電流は、あるタイミングで供給した前記パルス状の一次側電流が終了した後に前記トランスの二次側に現れる過渡現象による出力電圧が零になる前のタイミングで、次のパルス状の一次側電流を供給するように、間欠的に供給することを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載のインバータ駆動方式。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、効率の良いインバータ駆動方式に関する。

## 【背景技術】

## 【0002】

20

従来のインバータの駆動方式として代表的なものはロイヤーの回路である（例えば、特許文献 1 を参照）。図 8 は、ロイヤーの回路の基本回路の一例を示している。

図 8 において、トランス 1 は 2 つの一次側巻線  $L_1$ 、 $L_2$  と 1 つの二次側巻線  $L_3$  を有し、一次側巻線  $L_1$ 、 $L_2$  の相互接続端には、直流電源 2 の一極が接続されており、直流電源 2 の + 極は、スイッチ SW 1 を介して一次側巻線  $L_1$  の他方の端部に接続されるとともに、スイッチ SW 2 を介して一次側巻線  $L_2$  の他方の端部に接続されている。

## 【0003】

そして、図 9 (a) に示すように、スイッチ SW 1、SW 2 を共にオフした状態から、スイッチ SW 1 とスイッチ SW 2 を交互に時間  $T_1$ 、 $T_2$  の間オンオフすることにより、トランス 1 の一次側巻線  $L_1$ 、 $L_2$  に、正負交互の入力電流を流すことによって、トランス 1 の二次側巻線  $L_3$  より、図 9 (b) に示すような出力を取り出すことができるというものである。

30

このロイヤーの回路の駆動方式によれば、駆動中に入力電流は瞬間的に零になることはあっても、完全に休止する状態はない。

## 【0004】

また、インバータの駆動制御方式として一般的なものとしては PWM（パルス幅変調）がある（図 10 (a)、(b) 参照）。これは、スイッチ SW 1、SW 2 のオンオフの周期  $T$  における入力電流のパルス幅  $T_1$ 、 $T_2$  を調整し、間欠的に駆動することによって、二次側の出力電圧を制御する方式である。

## 【0005】

40

すなわち、図 8 におけるスイッチ SW 1 および SW 2 のオン時間である  $T_1$  および  $T_2$  を調整することによって二次側出力電圧のパルス幅を変え、実効出力電圧を調整するというものであり、トランス 1 の入力電流が時間  $T_1$ 、 $T_2$  に比例して増大する範囲内で、なおかつ、トランス 1 の磁場が飽和する範囲内ならば、時間  $T_1$ 、 $T_2$  が大きいほど（すなわち、デューティが大きいほど）出力電圧の実効値も大きくなる。

このように、PWM は、「出力電圧の制御」を目的として、入力電流を間欠的に駆動する方式である。

## 【先行技術文献】

## 【特許文献】

## 【0006】

50

【特許文献1】特開2007-27009号公報

【非特許文献】

【0007】

【非特許文献1】Osamu Ide 「Journal of APPLIED PHYSICS」(米国) American institute of Physics 1 June 1995 Vol. 77 No. 11 p6015-6020

【非特許文献2】Osamu Ide 「NASA/CP2000-210291 Fifth International Symposium on Magnetic Suspension Technology」(米国) National Aeronautics and Space Administration July 2000 P705-719 10

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

しかしながら、これらのインバータの駆動方式では、入力電力に対して取り出すことのできる出力電力が比較的小さく、効率が良くないという問題があった。

【0009】

この発明は、かかる実情に鑑みてなされたものであり、効率の良いインバータ駆動方式を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0010】

この発明は、トランスを有する発振回路を用いたインバータを駆動するインバータ駆動方式であって、入力波形が飽和するよりも短い期間のパルス状の一次側電流を、トランスに供給するようにしたものである。

【0011】

また、上記トランスに供給するパルス状の一次側電流を、間欠的に供給するようにしたものである。

【0012】

また、上記トランスに供給するパルス状の一次側電流は、あるタイミングで供給した上記パルス状の一次側電流が終了した後に二次側に現れる過渡現象による出力電圧が零になる前のタイミングで、次のパルス状の一次側電流を供給するように、間欠的に供給するようにしたものである。

【発明の効果】

【0013】

以上のようなこの発明のインバータ駆動方式によれば、効率よくインバータを駆動することができるという効果を得る。

【図面の簡単な説明】

【0014】

【図1】電圧 $V_0$ の直流電源PSと、スイッチSWと抵抗Rを持ったインダクタンスLで構成された回路を示した回路図である。

【図2】図1のスイッチSWをオフからオンしたとき、回路に流れる電流*i*と時間*t*との関係を示すグラフ図である。

【図3】本発明の一実施例に係るインバータ駆動回路を示した回路図である。

【図4】図3のインバータ駆動回路の動作時における各部の動作を示す波形図である。

【図5】トランス32の一次側駆動パルスの時間間隔を縮めた場合の各部の動作を示す波形図である。

【図6】通常のトランスを使用した場合の実施例を示す回路図である。

【図7】内部に反発磁場を有するトランスを使用した場合の実施例を示す回路図である。

【図8】ロイヤールの回路の基本回路の一例を示した回路図である。

【図9】図8の回路の駆動方式の一例を説明するための波形図である。

20

30

40

50

【図10】 図8の回路をPWM駆動する場合の動作を説明するための波形図である。

【発明を実施するための形態】

【0015】

以下、添付図面を参照しながら、この発明の実施の形態を詳細に説明する。

〔実施例〕

【0016】

本発明のインバータ駆動方式は、ロイヤーの回路の元になったブロッキング発振の一種であるが、トランスの一次側駆動電流を、極力短い時間だけ流すこと、すなわち、立ち上り立ち下がりが急峻で、なおかつ、入力波形が飽和するよりも短い期間のパルス状（パルス幅が極力狭いスパイク状）の電流、すなわち、鋭い三角波の信号で駆動することが特徴の一つである。この点において、入力電流が絶え間なく流れ続けるロイヤーの回路とは異なる。

10

【0017】

以下、この理由と方法を説明する。

ファラデーの法則によれば、トランスの二次側出力電圧として有効であるのは、トランスの磁束の時間変化率、すなわち、一次側の入力電流の時間変化率のみであり、電流が流れた時間の大きさは関係ない。つまり、平坦な直流に近い入力電流は、いくら大きく、時間が長く流れても、出力電圧には影響しない。

【0018】

また、非特許文献2によれば、トランスの一次側入力電流の変化が、時間の二次微分値以上に及ぶような、急峻な変化を伴う場合、ファラデーの起電力を超えた正の起電力(positive EMF)が発生することを示している。この正の起電力(positive EMF)は、入力電流と同方向、すなわち、電流を増大させるため、ファラデーの法則に従った起電力以上の出力起電力が発生することを期待することができる。

20

【0019】

以上が、トランスの一次側入力信号として、鋭いスパイク状の電流（パルス状の電流）を使用する理由である。

【0020】

以下、さらに具体的な方法を解説する。

図1は、電圧 $V_0$ の直流電源PSと、スイッチSWと抵抗Rを持ったインダクタンスLで構成された回路を示し、図2は、図1のスイッチSWをオフからオンしたとき、回路に流れる電流*i*と時間*t*との関係を示す。この場合、抵抗RとインダクタンスLとを直列接続した構成は、トランスの一次側巻線の等価回路に相当する。

30

【0021】

例えば、図2において、 $t=0$ （スイッチSWをオフからオンにした時点）において入力電流をオンとした後、時間 $t_2$ において、入力をオフとするよりも、電流の立ち上り直後の $t_1$ （ $t_1 < t_2$ ）において電流をオフとする方が、より急峻な電流（スパイク状の電流）の時間変化が得られることを示している。つまり、入力波形が飽和するよりも短い期間で、入力電流をオフすることで、入力電流に平坦な部分を作らない。また、入力電流をオフすると、図2のグラフの縦軸を反転させた関数に従って電流が変化するので、結果的に、立ち上りと立ち下がりが共に急峻な傾きの三角波を得ることができる（関連する記載は後述）。

40

【0022】

このように、本発明のインバータ駆動方式においては、 $t=0$ にできるだけ近い状態で入力電流をオフとして、トランスの一次側巻線において急峻なパルス入力（パルス状の電流）を得るようにする。

【0023】

図3は、本発明の一実施例に係るインバータ駆動回路を示し、このインバータ駆動回路は、直流電源31をトランス32の一次側巻線に供給するためのMOSトランジスタ33と、MOSトランジスタ33をオンオフ駆動する駆動回路34と、トランス32の二次側

50

巻線に接続された負荷 35 を有する。

【0024】

図4は、図3のインバータ駆動回路の動作時における各部の波形図を示す。ここで、図4(a)はMOSトランジスタ33のスウィッチング駆動波形、同図(b)はトランス32の一次側巻線に生じる入力電流波形、及び、同図(c)はトランス32の二次側巻線に生じる出力電圧波形をそれぞれ示している。

【0025】

ここで、MOSトランジスタ33をオンすると、図2に示したような立ち上りの波形でトランス32の一次側巻線の電流が増大するので、上記のように、その供給する電流を急峻に変化するスパイク状の三角波にするために、上述したように、MOSトランジスタ33をオン駆動するパルス幅をごく短いものとしている。このように、トランス32の一次側巻線に急峻な三角波の電流を生成する場合には、MOSトランジスタ33をごく短いパルス幅のパルスでオンオフすればよい。

【0026】

このインバータ駆動回路において、駆動回路34がMOSトランジスタ33をオンしてトランス32の一次側電流(図4(a)参照)がオンになった直後、二次出力電圧(図4(c)参照)に現れる突起した波形Aの部分は、リングングと呼ばれ、通常ノイズとしてフィルターで除去され、出力として利用されることはないが、本発明のインバータ駆動方式においては出力として有効に利用する。

【0027】

さらに、駆動回路34がMOSトランジスタ33をオフし、トランス32の一次側の入力電流がオフになった後、トランス32の二次側出力の正負2カ所に現れる波形B及びCの部分も、本発明のインバータ駆動方式においては出力として有効に利用する。

【0028】

このように、本発明のインバータ駆動方式では、入力電流を間欠的にトランス32に供給して、入力の休止時間を設けることにより、入力電流が零になった後もその休止時間中、過渡現象によって発生する二次出力電圧と電流を積極的に出力エネルギーとして利用する。また、入力電流がオンになった直後、過渡的に発生する異常電圧、いわゆるリングングノイズの電力についても、出力として利用する。

【0029】

本発明のインバータ駆動方式では、このようにトランス32の一次側の入力電流をオンしたときに発生する過渡的な異常電圧、及び、トランス32の一次側の入力電流をオフしたときに発生する過渡的な異常電圧を、すべて出力として有効に利用することで、インバータのエネルギー効率を高めることを実現している。

【0030】

すなわち、本発明のインバータ駆動方式において入力を間欠に駆動するのは、「エネルギー効率の向上」のためであり、上述したPWMのように「出力電圧の制御」を目的とするものではない。

【0031】

次に、本発明のインバータ駆動方式におけるさらなる特徴について説明する。すなわち、トランス32の一次側駆動パルスの時間間隔を縮めることによって、過渡現象による二次側の出力電圧を、入力の電源電圧を一定に保ったまま、数倍に大きくすることができたというものである。

【0032】

すなわち、図4(a)におけるMOSトランジスタ33の駆動パルスの間隔を、図5(a)に示すように縮小すれば、図5(b)に示すように、トランス32の二次側の出力電圧を図4(c)に示した場合の数倍にすることができた。

【0033】

以下、この理由を説明する。

まず、トランス32の二次側巻線に生じる出力電圧の波形について、図4(c)におい

10

20

30

40

50

て、入力電流がオフになった後、逆方向の出力電圧が零に近くなった時間  $t_2$  で次のMOSトランジスタ 33 の駆動パルスを入力する場合と、出力側、まだ逆方向の出力電流が流れている状態の時間  $t_1$  において次のMOSトランジスタ 33 の駆動パルスを入力する場合について考察する。

【0034】

順方向の出力電圧が零に近くなった時間  $t_2$  で次のMOSトランジスタ 33 の駆動パルスを入力する、つまりトランス 32 のコア内に磁束が零に近づいた時間  $t_2$  において、次のMOSトランジスタ 33 の駆動パルスをMOSトランジスタ 33 に印加した場合、トランス 32 の二次側に現れる電圧は、図 4 (c) に示す繰り返しの電圧波形となる。一方、MOSトランジスタ 33 の駆動パルスの駆動後のトランス 32 の過渡現象によるトランス 32 の二次側出力が正から負の方向に生じている期間内に磁束、つまり図 4 (c) のトランス 32 の二次側出力の B から C の部分が存在する状態で、次のMOSトランジスタ 33 の駆動パルスを入力すると、まだ磁束がトランス 32 内に存在している状態のままなので、次のパルスを入力した際に、磁束の時間変化率が大きい。

【0035】

これをファラデーの法則に従って考察すれば、逆方向により高い出力電圧が発生する。また、このときに発生した高い出力電圧は、次に入力パルスがオフになったときにも影響を与え、さらに出力電圧を大きくする。つまり、トランスに供給するパルス状の一次側電流により上記トランスの二次側に現れる過渡現象による出力電圧が零になる前のタイミングで、次のパルス状の一次側電流を供給するように、間欠的に供給することにより、トランスの二次側出力電圧をより大きくすることが出来る。

【0036】

このようにして、過渡現象による昇圧効果が次々と重なって「雪崩」のような状態が発生して、トランスの二次側巻線から大きな出力電圧が得られる。

【0037】

また、非特許文献 2 に従って解釈すれば、このような過程によって、時間の二次微分以上の電流変化を伴った磁束の変化により、正の起電力(positive EMF)の成分が、さらにその出力電圧を押し上げていると推測できる。

【0038】

これらの理由により、本発明のインバータ駆動方式によれば、インバータの効率を大きく改善することができた。

【0039】

次に、以上説明した本発明のインバータ駆動方式を適用するのに好適なインバータ装置の一例を図 6 に示す。

図 6 において、61 は直流電源、62 は、直流電源 61 をトランス 64 の一次側巻線  $L'_1$  に供給するためのスイッチング用のMOSトランジスタ、63 はMOSトランジスタ 62 をオンオフ駆動するための駆動信号発生回路、 $M_1$  はトランス 64 の I 型コア、 $M_2$  はトランス 64 の E 型コア、 $L'_1$  はトランス 64 の一次側巻線、 $L'_2$  はトランス 64 の二次側巻線である。

【0040】

この実施例において、駆動回路 63 は、図 5 (a) に示したような駆動波形、すなわち、トランス 64 の一次側駆動パルスの時間間隔を縮め、また、まだ逆方向の磁束がトランス 64 内に存在している状態で、次の一時側駆動パルスを入力するようにMOSトランジスタ 62 を駆動することで、トランス 64 の二次側巻線  $L'_2$  から図 5 (b) に示したような出力電圧を取り出すことができる。

【0041】

また、図 7 は、以上説明した本発明のインバータ駆動方式を適用するのに好適なインバータ装置の他の例を示す。この図 7 は、内部に反発磁場を有するトランスを使用した場合の実施例であり、その特徴は出力端子を 2 系統備えたことである。

【0042】

10

20

30

40

50

図7において、71は直流電源、72は、直流電源71をトランス74の一次側巻線であるコイル $L_{11}$ 、 $L_{21}$ 、 $L_{31}$ 、 $L_{41}$ に供給するためのスイッチング用のMOSトランジスタ、73はMOSトランジスタ72をオンオフ駆動するための駆動信号発生回路、 $M_{11}$ 、 $M_{13}$ はトランス74のE型コア、 $M_{12}$ はトランス74のI型コア、 $L_{11}$ 、 $L_{21}$ 、 $L_{31}$ 、 $L_{41}$ は、トランス74の一次側巻線、 $L_{12}$ 、 $L_{22}$ 、 $L_{32}$ 、 $L_{42}$ は、トランス74の二次側巻線である。

#### 【0043】

ここで、E型コア $M_{11}$ 、 $M_{13}$ の幅よりも、I型コア $M_{12}$ の長さが大きく、I型コア $M_{12}$ の両端が、E型コア $M_{11}$ 、 $M_{13}$ より突出する構造となっているとともに、E型コア $M_{11}$ 、 $M_{13}$ とI型コア $M_{12}$ とは接触せずに、所定のエアギャップを隔てて配置されている。また、E型コア $M_{11}$ の中央のコア部分と、E型コア $M_{13}$ の中央のコア部分が、I型コア $M_{12}$ を挟んで対向するように配置されており、E型コア $M_{11}$ とE型コア $M_{13}$ の対向するコア部分における磁場（磁界）の方向が互いに反対方向となるようになっており、この部分で、コア内に破線の矢印で示す反発磁場が形成されている。

#### 【0044】

そして、この実施例において、駆動回路73は、図5(a)に示したような駆動波形でMOSトランジスタ72を駆動することで、トランス74の2つの出力#1、#2から、それぞれ図5(b)に示したような出力電圧を取り出すことができる。

#### 【0045】

なお、上述した各実施例では、駆動回路がMOSトランジスタを直接点灯駆動するようにしているが、駆動回路とMOSトランジスタとの間にフォトインタラプタ等の回路要素を介在させて、直接点灯駆動しないように構成することもできる。

また、以上述べてきた各実施形態の構成及び変形例は、矛盾しない範囲で適宜組み合わせ適用することも可能である。

#### 【産業上の利用可能性】

#### 【0046】

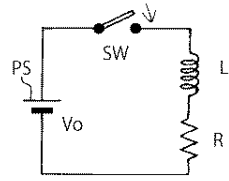
以上説明した本発明は、トランスを有する発振回路を用いたインバータであれば、どのような回路構成のものについても、同様にして適用することができる。

#### 【符号の説明】

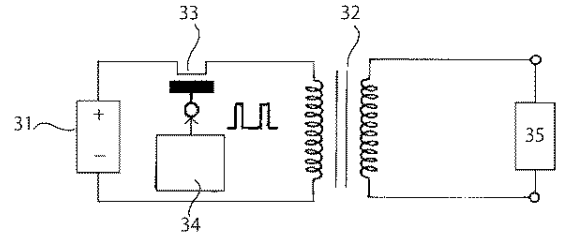
#### 【0047】

1、32…トランス、2、31、PS、61…直流電源、SW、SW1、SW2…スイッチ、33、62…MOSトランジスタ、34、63…駆動回路、 $M_1$ 、 $M_{11}$ 、 $M_{13}$ …E型コア、 $M_2$ 、 $M_{12}$ …I型コア、 $L'_1$ 、 $L_{11}$ 、 $L_{21}$ 、 $L_{31}$ 、 $L_{41}$ …一次側巻線、 $L'_2$ 、 $L_{12}$ 、 $L_{22}$ 、 $L_{32}$ 、 $L_{42}$ …二次側巻線。

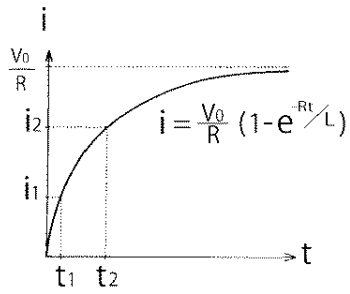
【図 1】



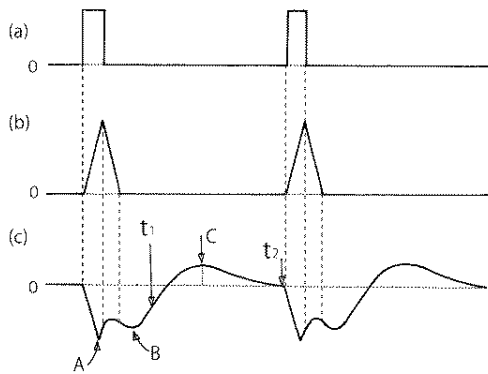
【図 3】



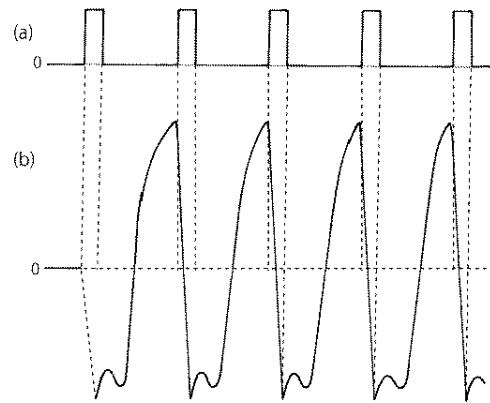
【図 2】



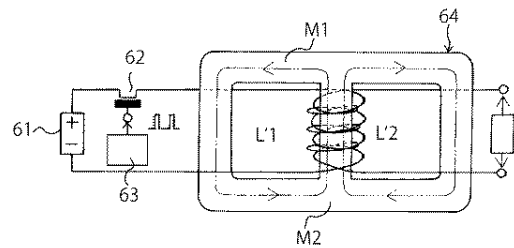
【図 4】



【図 5】

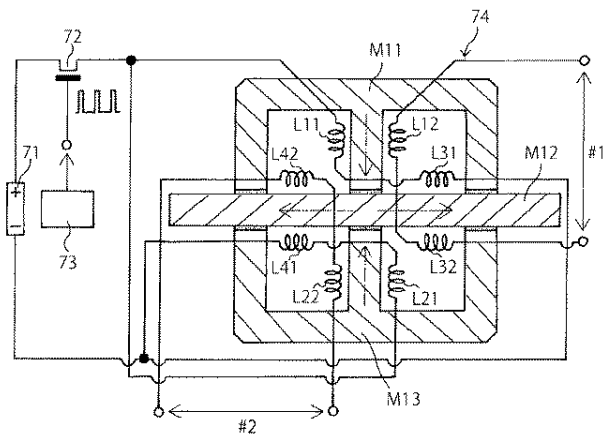


【図 6】

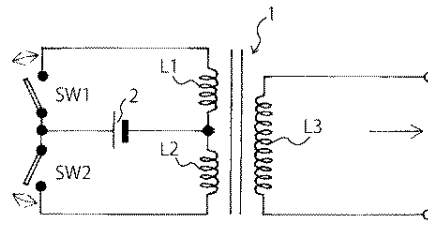




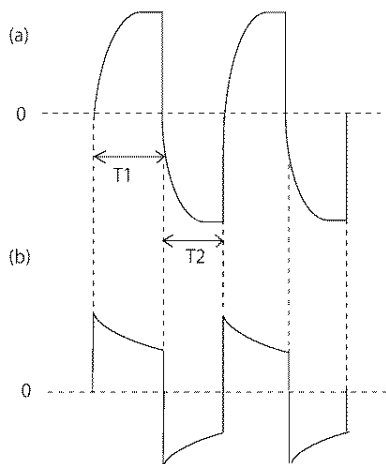
【図 7】



【図 8】



【図 9】



【図 10】

